

**QUADRATURE MODULATOR AND ITS CALIBRATION METHOD**

Patent Number: JP6177929  
Publication date: 1994-06-24  
Inventor(s): NAKADA JUICHI  
Applicant(s):: ADVANTEST CORP  
Requested Patent: ☐ JP6177929  
Application Number: JP19920326876 19921207  
Priority Number(s):  
IPC Classification: H04L27/36 ; H04J11/00  
EC Classification:  
Equivalents:

**Abstract**

**PURPOSE:** To prevent carrier leakage, unbalanced amplitude of I and Q signals and to calibrate a quadrature phase error by adjusting amplitude and phase differences of carrier signals generated from carrier signal generators so as to decrease the frequency component being a difference of frequencies from the two signal generators.

**CONSTITUTION:** A time (t) from a time base 1 is inputted to carrier signal generators 2 to 4. The generators 2 to 4 respectively generate carrier signals  $\cos(2\pi fct)$ ,  $A\cos(2\pi fct+90 \text{ deg.}+\Delta\phi_i)$  (amplitude A and phase  $\Delta\phi_i$  are variable) and  $B\cos(2\pi fct+\Delta\psi_i)$  (amplitude B and phase  $\Delta\psi_i$  are variable). Output signals from the generators 2, 3 and signals I(t), Q(t) are respectively multiplied by multipliers 5, 6, and the signals and the signal from the generator 4 are added by an adder circuit 7. At first the I and Q signals are respectively set to  $\cos(2\pi fct)$  and  $\sin(2\pi fct)$ . Then the amplitude B is set to 0 and the amplitude A and the phase difference  $\Delta\phi_i$  of the output of the generator 3 are adjusted so that a scalar detector 8 detects a smaller frequency component of  $f_c-f_s$  with respect to a frequency component  $f_c+f_s$ . Furthermore, the amplitude B is adjusted to decrease the frequency component  $f_c$ .

Data supplied from the esp@cenet database - I2

**BEST AVAILABLE COPY**

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-177929

(43)公開日 平成 6 年(1994) 6月24日

(51)IntCl<sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 L 27/36

H 0 4 J 11/00

A 8949-5K

9297-5K

H 0 4 L 27/ 00

F

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全 6 頁)

(21)出願番号

特願平4-326876

(22)出願日

平成 4 年(1992)12月 7 日

(71)出願人 390005175

株式会社アドバンテスト

東京都練馬区旭町 1 丁目32番 1 号

(72)発明者 中田 寿一

東京都練馬区旭町 1 丁目32番 1 号 株式会社アドバンテスト内

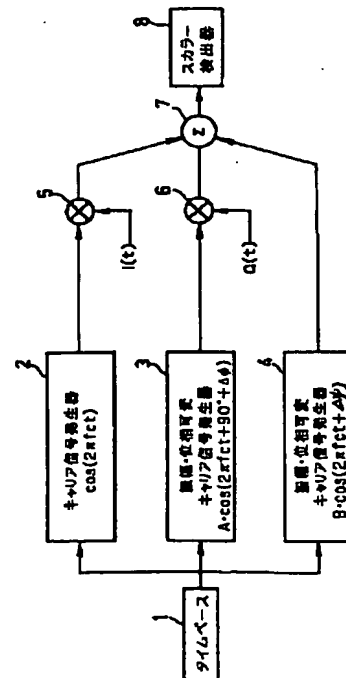
(74)代理人 弁理士 若林 忠

(54)【発明の名称】 直交変調器およびその校正方法

(57)【要約】

【目的】 キャリア漏れ、I およびQ信号の振幅不均衡、直交位相誤差を校正する、回路規模が小さい直交変調器およびその校正方法を提供する。

【構成】 直交変調器は、タイムベース 1 と、キャリア信号発生器 2 と、振幅・位相可変キャリア信号発生器 3、4 と、キャリア信号発生器 2 のキャリア信号をと I 信号を乗算する乗算器 5 と、振幅・位相可変キャリア信号発生器 3 のキャリア信号と Q 信号を乗算する乗算器 6 と、乗算器 5 の出力と乗算器 6 の出力と振幅・位相可変キャリア信号発生器 4 の出力を加算する加算器 7 と、加算器 7 の合成 RF 出力信号を測定するスカラー検出器 8 とからなる。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 時刻  $t$  を発生するタイムベースと、  
 キャリア信号  $\cos(2\pi f_c t)$  ( $f_c$  はキャリア周波数、 $t$  は時刻) を発生するキャリア信号発生器と、  
 振幅  $A$  および位相  $\Delta\phi$  が可変のキャリア信号  $A \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ + \Delta\phi)$  を発生する第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器と、  
 振幅  $B$  および位相  $\Delta\phi$  が可変のキャリア信号  $B \cdot \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi)$  を発生する第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器と、  
 前記キャリア信号発生器で発生したキャリア信号と  $I$  信号を乗算する第1の乗算器と、  
 第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器で発生したキャリア信号と  $Q$  信号を乗算する第2の乗算器と、  
 第1の乗算器の乗算結果と、第2の乗算器の乗算結果と、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器で発生したキャリア信号を加算する加算器と、  
 前記加算器の合成RF出力信号を測定するスカラー検出器とを有する直交変調器。

【請求項2】 前記  $I$  信号、前記  $Q$  信号をそれぞれ  $\cos(2\pi f_a t)$ ,  $\sin(2\pi f_a t)$  に設定し、  
 第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅  $B$  を0にし、前記スカラー検出器にて、 $(f_c + f_a)$  の周波数成分に対して  $(f_c - f_a)$  の周波数成分が小さくなるように、第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅  $A$ 、位相  $\Delta\phi$  を調整し、  
 次に、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅  $B$  を、前記スカラー検出器にて、 $f_c$  の周波数成分が小さくなるように調整する、請求項1記載の直交変調器の校正方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、デジタル無線通信等で利用される直交変調器およびその校正方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 キャリア漏れ、 $I$  および  $Q$  信号の振幅不均衡、直交位相誤差を校正する直交変調器が特開昭63-119339号公報に開示されている。

【0003】 この直交変調器は、パワースプリッタの第1出力及び第2出力のそれぞれに接続される第1移相器及び第2移相器と、第1移相器の出力を1入力とし、他入力に第1スイッチを介して第1変調信号、第1直流信号源が選択的に接続される第1周波数ミキサと、第2移相器の出力を1入力とし、他入力に第2スイッチを介して第2変調信号、第2直流信号源が選択的に接続される第2周波数ミキサと、前記第1、第2周波数ミキサのそれぞれの出力を合成する電力コンバイナと、電力コンバイナからの合成RF出力信号を測定するスカラーRF検出器とを含み、第1及び第2直流信号源のそれぞれの正の

2

直流基準信号及び負の直流基準信号をそれぞれ  $D1+$ ,  $D2+$  及び  $D1-$ ,  $D2-$  とした時、これらから成る4つの組み合わせの各組み合わせにおけるそれぞれの直流基準信号を、それぞれ該直流基準信号に対応する第1、及び第2周波数ミキサに、それぞれ第1、及び第2スイッチを介して接続し、各組み合わせにおける前記合成RF出力信号振幅を前記スカラーRF検出器で測定し、 $(D1+, D2+)$  及び  $(D1-, D2-)$  のそれぞれの組み合わせにおけるそれぞれの前記合成RF出力信号振幅の和が、 $(D1+, D2-)$  及び  $(D1-, D2+)$  の各組み合わせにおけるそれぞれの前記合成RF出力信号振幅の和に等しくなる様に第1及び第2移相器を調節するものである。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 上述した従来の直交変調器は、キャリア漏れ、 $I$  および  $Q$  信号の振幅不均衡、直交位相誤差を校正するために、可変減衰器、キャリア漏れ補償用直流信号源、直交校正用直流信号源を  $I$  信号、 $Q$  信号に対して備え、さらにバランス校正用信号源を備えているので、回路規模が大きく、かつ複雑であるという欠点があった。

【0005】 本発明の目的は、キャリア漏れ、 $I$  および  $Q$  信号の振幅不均衡、直交位相誤差を校正する、回路規模が小さい直交変調器およびその校正方法を提供することである。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】 本発明の直交変調器は、時刻  $t$  を発生するタイムベースと、キャリア信号  $\cos(2\pi f_c t)$  ( $f_c$  はキャリア周波数、 $t$  は時刻) を発生するキャリア信号発生器と、振幅  $A$  および位相  $\Delta\phi$  が可変のキャリア信号  $A \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ + \Delta\phi)$  を発生する第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器と、振幅  $B$  および位相  $\Delta\phi$  が可変のキャリア信号  $B \cdot \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi)$  を発生する第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器と、前記キャリア信号発生器で発生したキャリア信号と  $I$  信号を乗算する第1の乗算器と、第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器で発生したキャリア信号と  $Q$  信号を乗算する第2の乗算器と、第1の乗算器の乗算結果と、第2の乗算器の乗算結果と、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器で発生したキャリア信号を加算する加算器と、前記加算器の合成RF出力信号を測定するスカラー検出器とを有する。

【0007】 また、本発明の直交変調器の校正方法は、 $I$  信号、前記  $Q$  信号をそれぞれ  $\cos(2\pi f_a t)$ ,  $\sin(2\pi f_a t)$  に設定し、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅  $B$  を0にし、前記スカラー検出器にて、 $(f_c + f_a)$  の周波数成分に対して  $(f_c - f_a)$  の周波数成分が小さくなるように、第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅  $A$ 、位相  $\Delta\phi$  を調整し、

次に、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器が発生するキャリア信号の振幅Bを、前記スカラー検出器にて、 $f_c$ の周波数成分が小さくなるように調整するものである。

【0008】

【作用】本発明は、理想的な直交変調器（図2）に対して、乗算器内での容量性・誘導性結合や、配線での結合によるキャリア漏れ（1）と、I、Q信号の振幅不均衡\*

$$I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \quad \dots (1)$$

と表わされる。I信号、Q信号はキャリア周波数 $f_c$ と10は異なる周波数を持った信号で、それぞれ

$$I(t) = A_I(t) \cdot \cos(2\pi f_I(t)t + Q_I(t)) \quad \dots (2)$$

$$Q(t) = A_Q(t) \cdot \cos(2\pi f_Q(t)t + Q_Q(t)) \quad \dots (3)$$

と表わされる。したがって、出力変調信号は

$$A_I(t) \cdot \cos(2\pi f_I(t)t + Q_I(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) \\ + A_Q(t) \cdot \cos(2\pi f_Q(t)t + Q_Q(t)) \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \quad \dots (4)$$

となる。三角関数の公式

$$\cos x \cdot \cos y = (1/2) [\cos(x+y) + \cos(x-y)] \quad \dots (5)$$

を使うと、（4）式は

$$(A_I(t)/2) \{ \cos(2\pi(f_I(t) + f_c)t + Q_I(t)) \\ + \cos(2\pi(f_I(t) - f_c)t + Q_I(t)) \} \\ + (A_Q(t)/2) \{ \cos(2\pi(f_Q(t) + f_c)t + Q_Q(t) + 90^\circ) \\ + \cos(2\pi(f_Q(t) - f_c)t + Q_Q(t) - 90^\circ) \} \quad \dots (6)$$

となる。（6）式は理想的な直交変調器の出力である。この出力信号には、 $f_c + f_I(t)$ 、 $f_c - f_I(t)$ 、 $f_c + f_Q(t)$ 、 $f_c - f_Q(t)$ の4つの周波数成分が存在することがわかる。

（キャリア漏れがある場合）キャリア漏れとはキャリア周波数 $f_c$ の周波数成分が直交変調器の出力に出てくる※

$$(A_I(t)/2) \{ \cos(2\pi(f_I(t) + f_c)t + \theta_I(t)) \\ + \cos(2\pi(f_I(t) - f_c)t + \theta_I(t)) \} \\ + (A_Q(t)/2) \{ \cos(2\pi(f_Q(t) + f_c)t + \theta_Q(t) + 90^\circ) \\ + \cos(2\pi(f_Q(t) - f_c)t + \theta_Q(t) - 90^\circ) \} \\ + A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r) \quad \dots (7)$$

（7）式の  $A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r)$  が、乗算されずに漏れてきた $f_c$ 周波数成分である。

【0013】この漏れ成分を含む（7）式から、漏れ成分★

$$\cos(\theta + 180^\circ) = -\cos(\theta)$$

からも明らかである。この  $A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r)$  を打

$$A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r + 180^\circ) \quad \dots (9)$$

の信号を第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器で発生して、出力信号に加算すれば、（7）式の理想直交変調器の出力信号を出力することができる。

$$A_Q(t) \rightarrow \alpha A_Q(t)$$

となってしまう場合である。

【0014】このずれがある時のI、Qの信号は一般化◆

$$I_{(1)} \\ \alpha Q_{(1)}$$

と書ける。（11）式を使用して最終出力を書けば

$$I(t) \cos(2\pi f_c t) + \alpha Q(t) \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \quad \dots (12)$$

である。このとき、第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器の出力を

\*（2）を校正するものである。

【0009】そこで、まず、理想的な直交変調器について説明し、その上で（1）、（2）の影響を本発明により校正できることを説明する。

【0010】全ての回路（タイムベース11、キャリア信号発生器12、13、乗算器14、15、加算器16）が理想的であるとき、出力の変調信号は

※ここで、その原因は、乗算器内での容量性・誘導性結合によるものや、回路上の配線についての結合などが考えられる。

【0011】直交変調器の出力で見ると、（6）式は次のようになる。

【0012】

★分を校正して、（6）式を出すためには、漏れ成分  $A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r)$  と同じ振幅 $A_r$ で、位相が180°違う信号を入れればよい。そのことは三角関数の性質

$$\dots (8)$$

消す

40 ☆（振幅不均衡がある場合）振幅不均衡とはI、Q信号の振幅が本来の比  $A_I(t)/A_Q(t)$  に対して時間に関係なくずれていて

$$\dots (10)$$

◆して

$$] \dots (11)$$

5

$$(1/\alpha)\cos(2\pi f_c t + 90^\circ)$$

6

$$\dots (13)$$

とすれば、最終出力は

$$I(t)\cos(2\pi f_c t) + \alpha \cdot (1/\alpha) \cdot Q(t)\cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \dots (14)$$

となり、理想直交変調器出力

$$I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \dots (15)$$

となる。

\*Q信号を次の様に設定する。

(直交変調器の校正) 直交変調器を校正するために I, \*

【0015】

$$I(t) = \cos(2\pi f_a t) \dots (16)$$

$$Q(t) = \cos(2\pi f_a t - 90^\circ) \dots (17)$$

1) I, Q信号が理想的直交変調器に入力された場合 10 ※号が入力されたとき、理想的直交変調器出力は理想的直交変調器に (16) 式と (17) 式の I, Q 信※

$$\begin{aligned} & (1/2) \{ \cos(2\pi(f_a + f_c)t) \\ & \quad + \cos(2\pi(f_a - f_c)t) \} \\ & + (1/2) \{ \cos(2\pi(f_a + f_c)t - 90^\circ + 90^\circ) \\ & \quad + \cos(2\pi(f_a - f_c)t - 90^\circ - 90^\circ) \} \\ & = (1/2) \{ \cos(2\pi(f_a + f_c)t) \\ & \quad + \cos(2\pi(f_a - f_c)t) \\ & \quad + \cos(2\pi(f_a + f_c)t) \\ & \quad - \cos(2\pi(f_a - f_c)t) \} \\ & = \cos(2\pi(f_a + f_c)t) \dots (18) \end{aligned}$$

(18) 式の結果から、(16), (17) 式の信号の入力では理想的直交変調器出力は  $f_a + f_c$  の周波数成分があるだけであるので、校正においても、 $f_a + f_c$  の周波数成分以外は無くなる様に補正する。

★

★2) I, Q信号が本発明の直交変調器に入力された場合 実際の直交変調器に (16), (17) 式の I, Q 信号を入力すると、振幅不均衡とキャリア漏れのため、直交変調器出力は

$$\begin{aligned} & \cos(2\pi f_a t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ & + \alpha \cdot \cos(2\pi f_a t - 90^\circ) \times \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \\ & + A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r) \dots (19) \end{aligned}$$

と表される。

【0016】三角関数の公式 (式 (5)) から、

$$\begin{aligned} & (1/2) \{ \cos(2\pi(f_c + f_a)t) + \cos(2\pi(f_c - f_a)t) \} \\ & + (\alpha/2) \{ \cos(2\pi(f_c + f_a)t) + \cos(2\pi(f_c - f_a)t + 180^\circ) \} \\ & + A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r) \dots (20) \end{aligned}$$

となり、

$$\cdot f_c \text{ (キャリア周波数) の成分 } A_r \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_r) \dots (21)$$

$$\begin{aligned} \cdot f_c - f_a \text{ の成分 } & (1/2) \{ \cos[2\pi(f_c - f_a)t] \\ & \quad + \alpha \cos[2\pi(f_c - f_a)t + 180^\circ] \} \\ & = (1/2)(1 - \alpha) \cos[2\pi(f_c - f_a)t] \dots (22) \end{aligned}$$

$$\cdot f_c + f_a \text{ の成分 } (1/2) \{ (1 + \alpha) \cos[2\pi(f_c + f_a)t] \} \dots (23)$$

の三つの周波数成分となる。

### 3) 校正方法

三つの周波数成分のうち、まず、 $f_c - f_a$  が小さくなる様に校正する。

【0017】そのためには、まず、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器の振幅Bを0にする。次に、第1の振幅・位相可変キャリア信号発生器の振幅Aまたは位相 $\Delta\phi$ を変えて、スカラー検出器で  $f_c - f_a$  成分を見て、その成分が最も小さくなる値をさがす。次に、振幅Aまたは位相 $\Delta\phi$ の残った方を変えて、また、最も小さくなる値をさがす。必要に応じて、何度かこの操作をくり返し、 $(f_c - f_a)$  の成分が十分に小さくなるようにする。 $(f_c - f_a)$  の成分が十分に小さくなった

ら、今度は  $f_c$  の成分を小さくする。第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器の振幅Bに適当な初期値を与えて、スカラー検出器で  $f_c$  成分を見る。第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器の位相 $\Delta\phi$ を変えて、その  $f_c$  成分が最も小さくなる値をさがす。次に、第2の振幅・位相可変キャリア信号発生器の振幅Bを変えて、同様に  $f_c$  の成分が十分に小さくなるようにする。

【0018】以上で出力には校正された  $f_c + f_a$  のみの成分が出力され、この直交変調器は校正された。

### 4) 本発明の直交変調器の構成上の利点

今まで使用されてきた直交変調器は、2つのキャリア信号発生器しかもたず、それに対して本発明の直交変調器は、3つのキャリア信号発生器を持つため、特にキャリ

7

ア漏れの校正法が簡単になり、2つのキャリア信号発生器しかもない場合の校正に必要であった、複雑な回路を別に付け加える必要がなくなる。

【0019】

【実施例】次に、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

【0020】図1は本発明の一実施例の直交変調器のブロック図である。

【0021】本実施例の直交変調器は、時刻を発生するタイムベース1と、キャリア信号 $\cos(2\pi f_c t)$

( $f_c$ はキャリア周波数、 $t$ は時刻)を発生するキャリア信号発生器2と、振幅Aおよび位相 $\Delta\phi$ が可変のキャリア信号 $A \cdot \cos(2\pi f_c t + 90^\circ + \Delta\phi)$ を発生する振幅・位相可変キャリア信号発生器3と、振幅Bおよび位相 $\Delta\phi$ が可変のキャリア信号 $B \cdot \cos(2\pi f_c t + \Delta\phi)$ を発生する振幅・位相可変キャリア信号発生器4と、キャリア信号発生器2で発生したキャリア信号とI信号を乗算する乗算器5と、振幅・位相可変キャリア信号発生器3で発生したキャリア信号とQ信号を乗算する乗算器6と、乗算器5の乗算結果と、乗算器6の乗算結果と、振幅・位相可変キャリア信号発生器4で発生したキャリア信号を加算する加算器7と、加算器7の合成RF出力信号を測定するスカラー検出器8とから構成されている。

【0022】次に、本実施例の直交変調器の校正方法を説明する。

【0023】まず、I信号、前記Q信号をそれぞれ $\cos(2\pi f_c t)$ 、 $\sin(2\pi f_c t)$ に設定する。次に、振幅・位相可変キャリア信号発生器4が発生するキャリア信号の振幅Bを0にし、スカラー検出器8にて、 $(f_c + f_m)$ の周波数成分に対して $(f_c - f_m)$ の周波数成分が小さくなるように、振幅・位相可変キャリア信号発生器3が発生するキャリア信号の振幅A、位相 $\Delta\phi$ を調整する。このとき、もし、I信号、Q

8

信号にディレイがあったり、振幅不均衡があってもキャンセルされる。次に、振幅・位相可変キャリア信号発生器4が発生するキャリア信号の振幅を、スカラー検出器8にて、 $f_c$ の周波数成分が小さくなるように調整する。このとき、もし、I信号、Q信号に直流成分があったり、乗算器5、6内での容量性、誘導性結合、配線での結合などによるキャリア漏れがあってもキャンセルされる。

【0024】なお、キャリア信号発生器2を振幅可変、または出力にスイッチを接続して振幅をゼロまたは出力をゼロに出来るようにする。上記構成にて、キャリア信号発生器3、4の振幅をゼロにし、キャリア信号発生器2のみが出力した時の $(f_c + f_m)$ 周波数のレベルとキャリア信号発生器2、4の振幅をゼロにし、キャリア信号発生器3のみ出力した時の $(f_c + f_m)$ 周波数のレベルが同じ大きさになるように振幅を調整するようにしてもよい。後は前記実施例と同じである。

【0025】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、キャリア信号発生器と2つの振幅・位相可変キャリア信号発生器と2つの乗算器と加算器を組合せることにより、簡単な回路構成で、キャリア漏れ、IおよびQ信号の振幅不均衡、直交位相誤差を校正することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

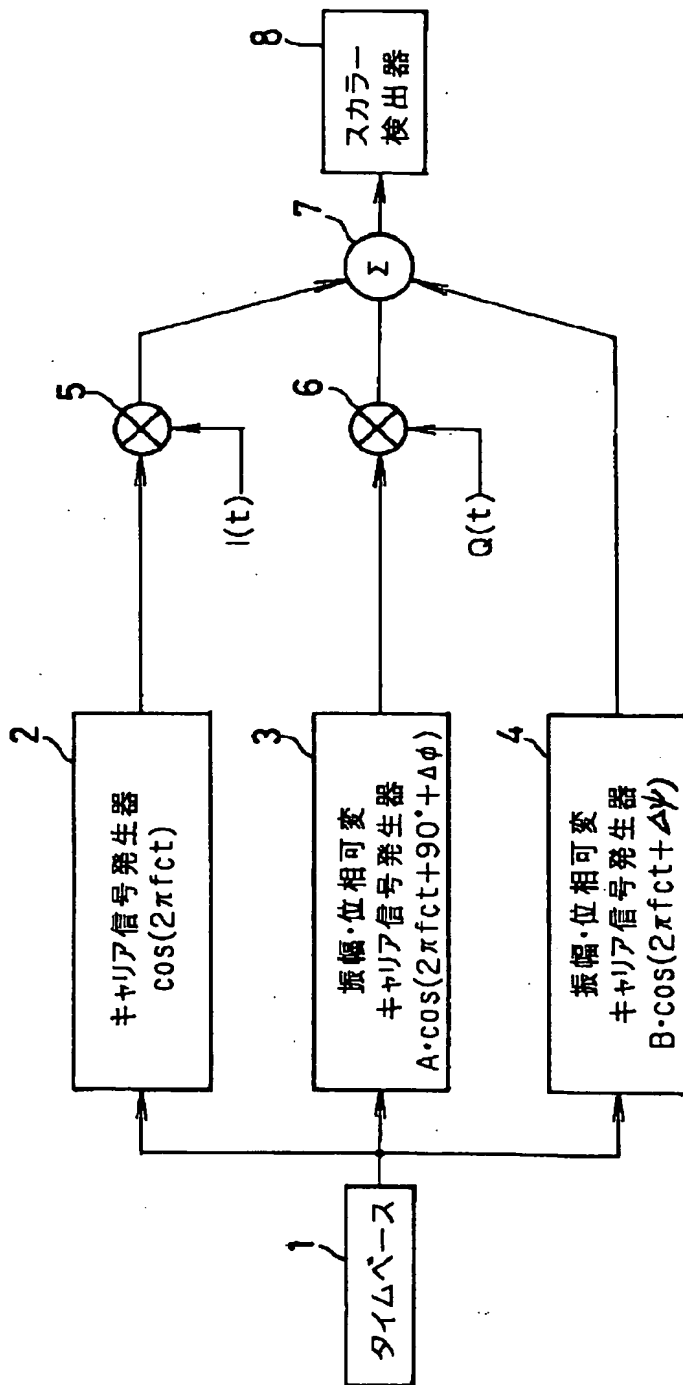
【図1】本発明の一実施例の直交変調器のブロック図である。

【図2】理想的な直交変調器の構成図である。

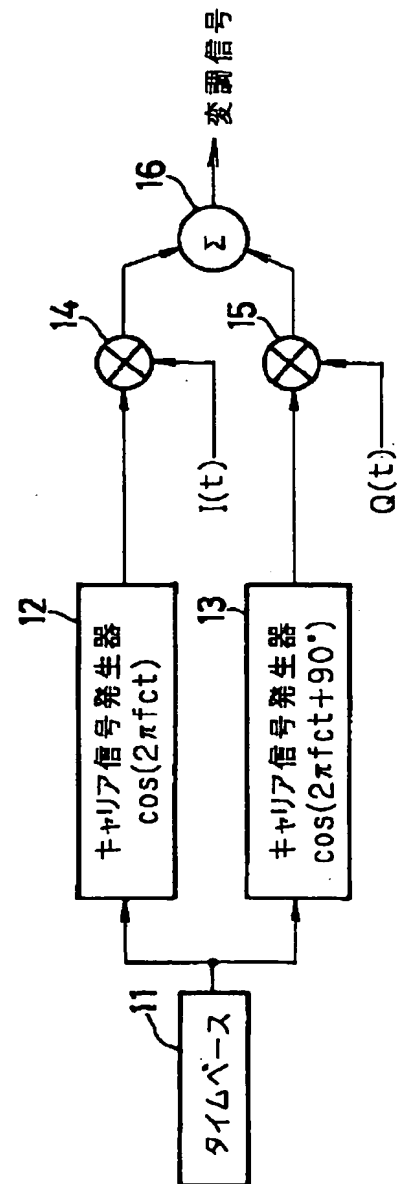
【符号の説明】

- 1 タイムベース
- 2 キャリア信号発生器
- 3, 4 振幅・位相可変キャリア信号発生器
- 5, 6 乗算器
- 7 加算器
- 8 スカラー検出器

【図1】



【図2】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**